

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»  
Радіотехнічний факультет  
Кафедра радіоконструювання та виробництва радіоапаратури

## **Автоматизація оброблення технічної інформації**

Конспект лекцій

для студентів радіотехнічного факультету,  
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

Рекомендовано вченою радою радіотехнічного факультету

Київ  
КПІ ім. Ігоря Сікорського  
2017

Автоматизація оброблення технічної інформації : конспект лекцій для студентів радіотехнічного факультету спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка / Уклад. : В. О. Адаменко — К. : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. — 44 с.

Гриф РТФ №012/17 надано вченою радою радіотехнічного факультету  
(Протокол № 05/2017 від 29 травня 2017)

Рекомендовано навчально-методичною комісією радіотехнічного факультету  
(Протокол № 05/2017 від 26 травня 2017)

Навчальне видання

**Автоматизація оброблення технічної інформації**  
**Конспект лекцій**  
для студентів радіотехнічного факультету,  
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

Укладач: *Адаменко Володимир Олексійович, асистент*

Рецензент: *Сушко Ірина Олександрівна, к.т.н., доц.*

*За редакцією укладача*

---

КПІ ім. Ігоря Сікорського  
Радіотехнічний факультет  
03056, Київ, вул. Політехнічна, 12, корп. 17  
Тел./факс (044) 204-94-23

## ЗМІСТ

Вступ.....	4
1 Загальні підходи до оброблення інформації .....	5
1.1 Основні поняття та визначення .....	5
1.2 Класифікація сигналів .....	5
1.3 Аналогове та цифрове оброблення сигналів .....	8
1.4 Вибір частоти дискретизації .....	9
2 Методи оброблення даних .....	13
2.1 Оброблення табличних даних.....	13
2.2 Спектральний аналіз .....	19
2.3 Модуляція та демодуляція .....	23
2.4 Фільтрація .....	27
2.5 Передавання даних.....	34
3 Апаратне забезпечення оброблення сигналів .....	35
3.1 Аналогово-цифрові перетворювачі .....	35
3.2 Цифро-аналогові перетворювачі .....	38
3.3 Процесори для оброблення даних .....	40
Перелік посилань.....	44

## ВСТУП

Конспект лекцій з дисципліни «Автоматизація оброблення технічної інформації» містить необхідний мінімум матеріалів, щоб успішно підготуватися до написання модульної контрольної та залікової роботи. Матеріал подано в логічно-структурованому вигляді без поділу на лекційні заняття. Під час проведення лекційних занять матеріал подається в розширеному та доповненому вигляді, тому даний конспект лекцій є доповненням, а не заміною відвідування лекції.

# 1 ЗАГАЛЬНІ ПІДХОДИ ДО ОБРОБЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ

## 1.1 Основні поняття та визначення

**Інформація** — це нові знання, які отримує споживач у результаті сприйняття та переробки певних відомостей. У промислових процесах під інформацією розуміють відомості призначені для пересилання, зберігання, оброблення та використання.

**Оброблення інформації** — сукупність операцій (збирання, введення, записування, перетворення, зчитування, зберігання, знищення, реєстрація), що здійснюється за допомогою технічних та програмних засобів, включаючи обмін по каналам даних.

**Дані** — інформація, подана у формалізованому вигляді, що дозволяє використовувати технічні засоби для її збирання, пересилання, зберігання, оброблення та розкривання змісту.

Для зручності введемо поняття «сигнал»:

**Сигнал** — зміна фізичної величини, що використовується для пересилання даних, тобто завдяки зміні сигнал здатен нести в собі інформацію.

Також можна стверджувати, що:

**Сигнал** — фізичний процес, властивості якого визначаються взаємодією між матеріальним об'єктом та засобом його дослідження.

Прикладом сигналу може бути: звук, світло, температура, запах і т.д.

## 1.2 Класифікація сигналів

За способом задавання, сигнали поділяються на детерміновані та випадкові.

**Детермінований сигнал** — сигнал, значення якого можна передбачити в будь-який момент часу.

**Випадковий сигнал** — це сигнал, який приймає випадкові значення.

За функцією, що описує параметри сигналу розрізняють неперервні (аналогові), дискретні, квантовані за рівнем та цифрові сигнали.

**Аналоговий сигнал** (англ. *analog signal*) — сигнал, який неперервний на всьому проміжку часу, рис. 1.1а.

**Дискретний сигнал** (англ. *discrete signal*) — сигнал, який визначений тільки в певні моменти часу (ці моменти називаються відліками, англ. *samples*), які слідують з інтервалом  $\Delta t$ , який називається інтервалом дискретизації (англ. *sample time*), величина обернена до інтервалу дискретизації називається частотою дискретизації (англ. *sampling frequency*). Значення сигналу між відліками невизначене, рис. 1.1б.

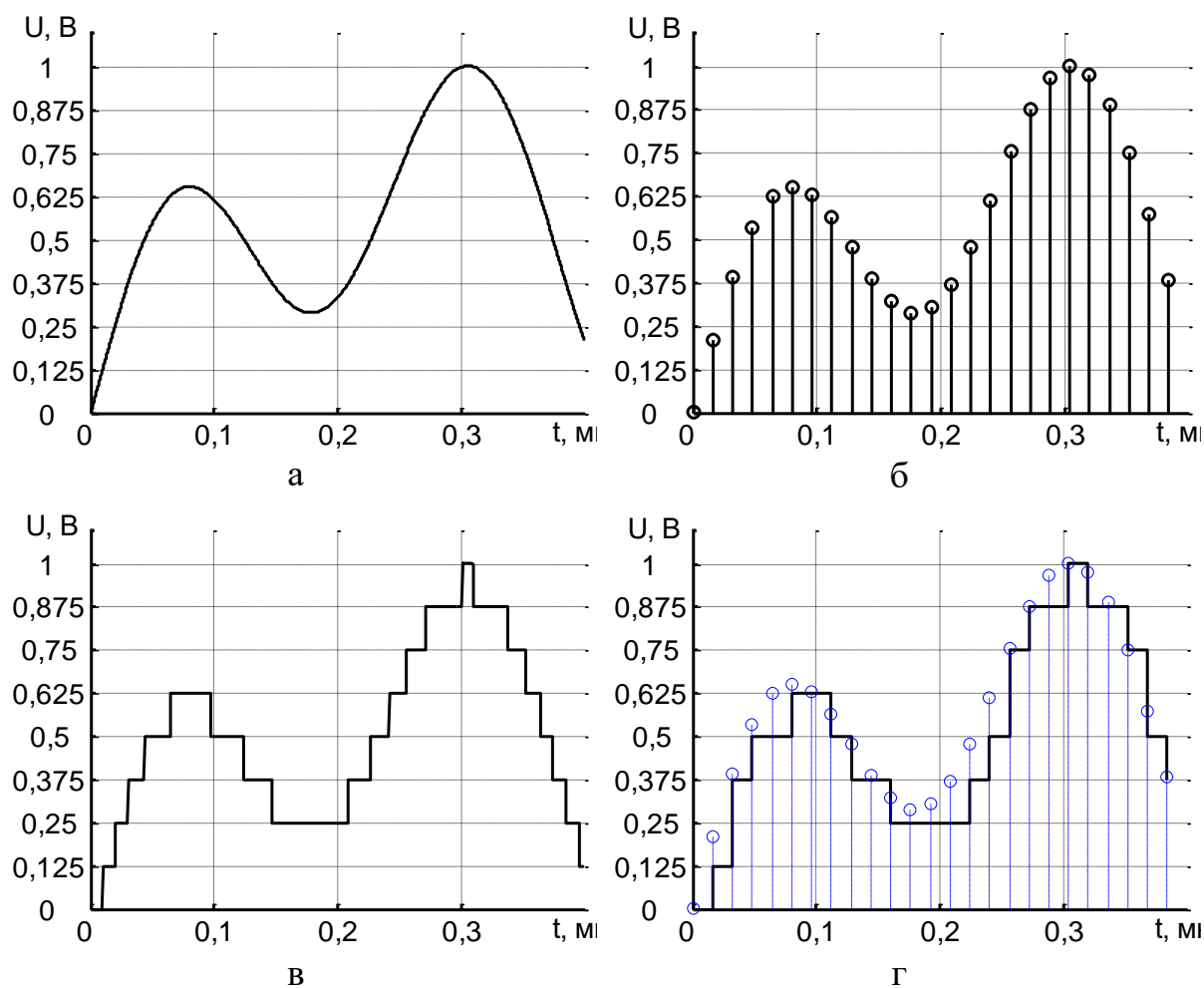


Рисунок 1.1 — Графічне представлення аналогового (а), дискретного (б), квантованого за рівнем (в) та одночасно дискретизованого та квантованого за рівнем сигналу (г).

**Квантований за рівнем сигнал (англ. *quantized signal*)** — сигнал, вся область значень якого розбивається на рівні, відстань між якими називається кроком квантування  $\Delta$ . Кількість рівнів традиційно позначається  $N$ , кожному рівню присвоюється певне значення. Сигнал в кожен момент часу порівнюється з рівнями квантування і в якості сигналу обираються значення одного з цих рівнів. Наприклад, сигнал округлюється в бік меншого значення рівня, рис. 1.1в.

**Цифровий сигнал (англ. *digital signal*)** — дискретний сигнал з квантуванням по рівню (рис. 1.1г.), кожному значенню рівня присвоюється двійковий код, розрядністю  $M$ . Кількість рівнів квантування визначається за формулою  $N = 2^M$ . Графічно цифровий сигнал представляють у вигляді, зображеному на рис. 1.2. Цифровий сигнал можна записати у вигляді двійкових значень кожного відліку  $k$ : (001), (011), (100), (100), (101), ... (011). Часто для зручності значення відліків наводять в десятковому представленні, тобто: 1, 3, 4, 4, 5, ... 3.

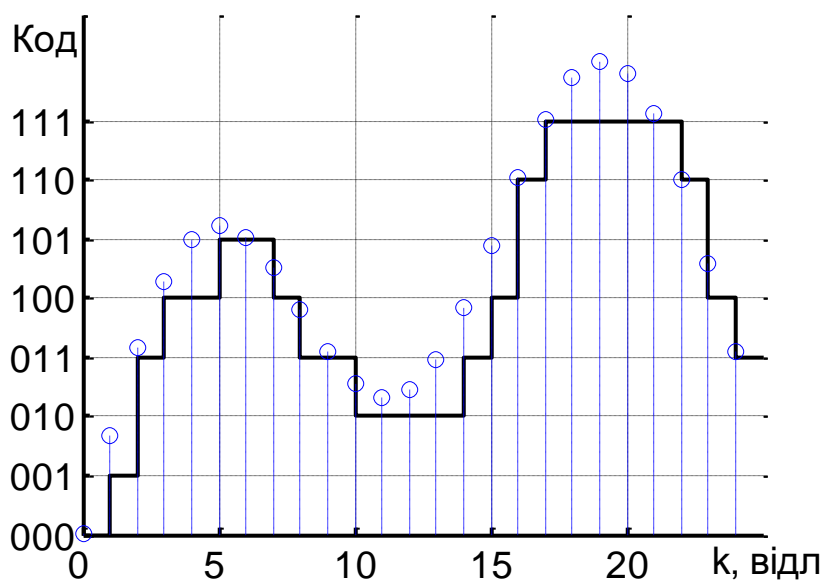


Рисунок 1.2 — Графічне представлення цифрового сигналу.

Сучасні обчислювальні системи (мікроконтролери, ПЛІС, ПК тощо) є цифровими, тому будь-яке оброблення сигналів з їх використанням є обробленням саме цифрового сигналу. Проте в більшості випадків розрядність таких систем доволі висока, і спотворення, викликані квантуванням сигналу за рівнем є незначними, тому для зручності часто розглядається дискретне оброблення сигналів, а при необхідності враховуються спотворення, внесені процесом квантування.

### 1.3 Аналогове та цифрове оброблення сигналів

Основною метою оброблення сигналів є отримання інформації, яку вони містять. Розрізняють два основні види оброблення сигналів: аналогове оброблення та цифрове оброблення, проте інформація навколишнього світу має неперервний характер, тому перед початком будь-якого цифрового оброблення необхідно з якоюсь достовірністю перетворити неперервну інформацію на дискретну. Саме тому зараз часто використовують комбіноване оброблення сигналів.

**Аналогове оброблення сигналів** (англ. *ASP* — *analog signal processing*) — будь які дії над аналоговими сигналами за допомогою аналогових засобів.

**Цифрове оброблення сигналів** (англ. *DSP* — *digital signal processing*) — перетворення сигналів, представлених в цифровому форматі.

**Комбіноване оброблення сигналів** (англ. *MSP* — *mixed signal processing*) — комбінація двох попередніх методів. Зазвичай в таких системах зразу проводиться аналогове оброблення сигналів, а потім цифрове.

На рис. 1.3 представлено типову схему етапів оброблення інформації.

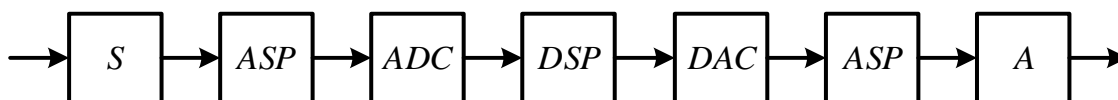


Рисунок 1.3 — Схема оброблення інформації



На даній схемі:  $S$  — давач (англ. *sensor*), який перетворює певну фізичну величину, інформацію про яку необхідно обробити, у вихідний сигнал (в межах нашого курсу вихідним сигналом є значення напруги/струму);  $ASP$  — блок аналогового оброблення сигналів (фільтрація, нормування, модуляція тощо);  $ADC$  (англ. *Analog-to-digital converter*) — аналогово-цифровий перетворювач;  $DSP$  — блок цифрового оброблення;  $DAC$  (англ. *digital-to-analog converter*) — цифро-аналоговий перетворювач;  $A$  (англ. *actuator*) — виконуючий пристрій, який перетворює вхідний сигнал в зміну певної фізичної величини.

Розглянемо основні особливості процесу аналогового та цифрового оброблення сигналів. Основною перевагою аналогового оброблення є висока швидкодія, проте процес цифрового оброблення більш стійкий до дії зовнішнього середовища, так як зміна параметрів елементів (транзисторів, резисторів, конденсаторів тощо) не впливає на значення сигналів, адже операції виконуються над високим та низьким логічним рівнем, а не над точним значенням напруги. Також при проектуванні цифрових систем потрібно враховувати, що ширина спектру оброблюваного сигналу залежить від частоти дискретизації АЦП/ЦАП, а динамічний діапазон значень обмежений їх розрядністю. Процес цифрового оброблення сигналу повинен закінчитися протягом періоду дискретизації, тобто чим складніші перетворення необхідно зробити над цифровим сигналом, там вища продуктивність процесору повинна бути або нижча частота дискретизації.

## 1.4 Вибір частоти дискретизації

Дискретизація неперервного сигналу призводить до втрати інформації, так як відсутні дані про поведінку сигналу в проміжках між відліками. Враховуючи, що спектр дискретизованого сигналу є сумою зсунутих копій спектра початкового сигналу з кроком зсуву рівним частоті дискретизації, то

для уникнення спотворення сигналу при дискретизації необхідно, щоб частота дискретизації мінімум в два рази перевищувала частоту найвищої частотної складової неперервного сигналу. Тоді для відновлення початкового сигналу з дискретизованого достатньо пропустити останній через ідеальний фільтр низьких частот з частотою зрізу рівною половині частоти дискретизації. Дана умова сформульована в теоремі Котельнікова (за кордоном більш відома, як теорема Найквіста).

Вона доводить, що будь-який сигнал  $s(t)$ , спектр якого не містить складових з частотами вище  $F_{\max}$  може бути без втрат інформації представлений дискретними відліками  $s(kT)$ , взятими з частотою  $F_s$ , яка задовольняє наступну нерівність:

$$F_s \geq 2 \cdot F_{\max} \quad (1.1)$$

Відновлення сигналу за його дискретними відліками проводиться за формулою:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(kT) \frac{\sin\left(\pi \frac{t-kT}{T}\right)}{\pi \frac{t-kT}{T}} \quad (1.2)$$

де  $k$  — відліки;

$T$  — інтервал дискретизації.

Частота Найквіста визначається як половина частоти дискретизації, тобто при строгій рівності (1.1) частота Найквіста рівна  $F_{\max}$ .

Графічно процес відтворення неперервного сигналу з дискретних відліків зображено на рис. 1.4. Пунктирними лініями наведено графіки окремих складових формули (1.2), суцільною лінією відновлений сигнал, колами позначено дискретні відліки [1].

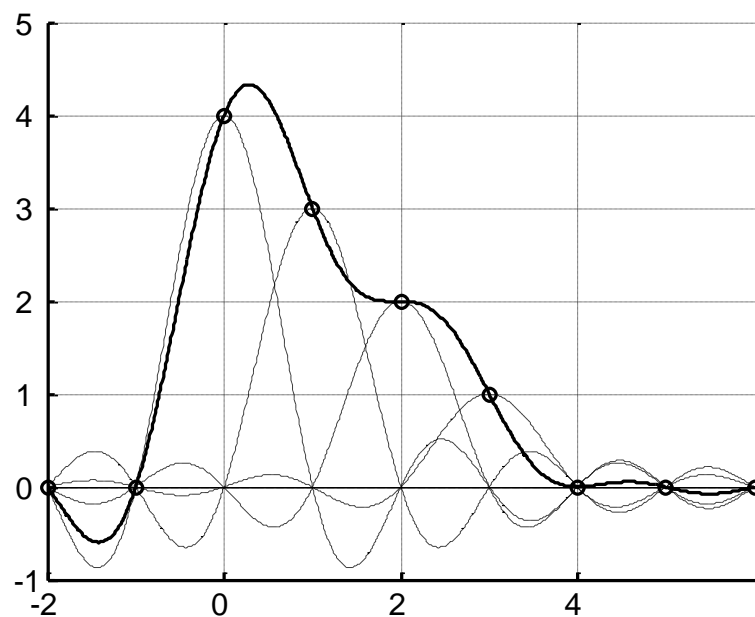


Рисунок 1.4 — Графічне представлення процесу відновлення дискретного сигналу.

На рис. 1.5 проілюстровано процес дискретизації та відновлення гармонійного сигналу при різних відношеннях між його частотою та частотою Найквіста.

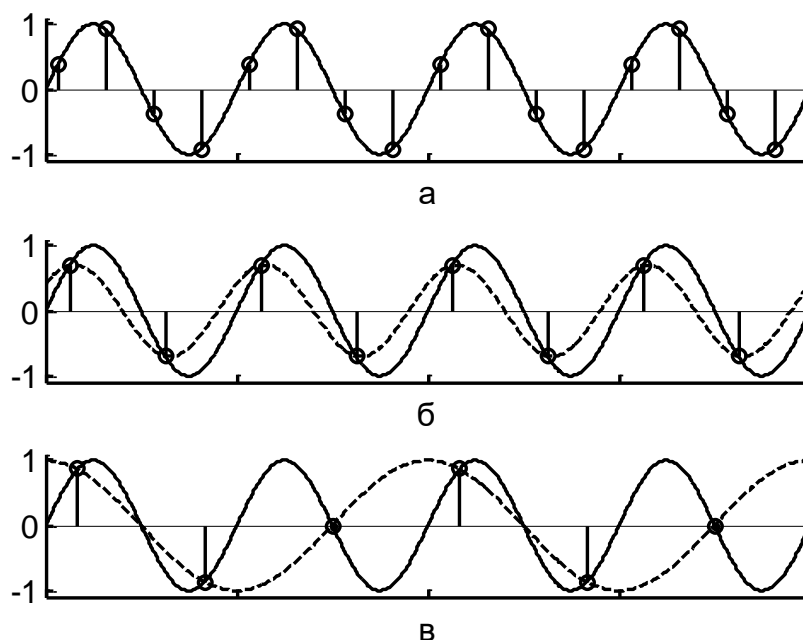


Рисунок 1.5 — Дискретизація гармонійного сигналу з різною частотою: суцільна лінія — гармонійний сигнал; пунктирна — відновлений сигнал; кола — значення дискретних відліків.

Якщо частота сигналу менша частоти Найквіста (рис. 1.5а), то відновлення сигналу з його дискретних відліків відбувається без спотворення.

У випадку рівності частоти Найквіста та частоти гармонійного сигналу (рис. 1.5б) відновлений сигнал має ту ж частоту, але амплітуда та фаза сигналу може бути спотворена, в залежності від фазового положення дискретних відліків. Так можливі два граничні випадки: дискретні відліки потрапляють в точки максимального та мінімального значення амплітуди коливання і, відповідно, спотворення відсутні, або ж дискретні відліки потрапляють в нулі коливання і відновлення сигналу не можливе.

На рис. 1.5в зображено випадок, коли частота Найквіста нижче частоти сигналу, відповідно відновлене коливання має нижчу частоту. Даний ефект отримав назву аліасинг (англ. *aliasing*).

## 2 МЕТОДИ ОБРОБЛЕННЯ ДАНИХ

### 2.1 Оброблення табличних даних

**Функція** — це правило, яке кожному елементу чи елементам (ці елементи називають аргументами) з першої множини (області визначення) ставить у відповідність один і тільки один елементі з іншої множини (значення функції або просто функція).

Спосіб задавання функції:

- Аналітичний спосіб — встановлення правил зв'язку між аргументами і функцією за допомогою формул;
- Табличний спосіб — функція задається набором окремих значень аргументів і відповідним їм значенням функції;
- Графічний спосіб — зв'язок між аргументами та функцією задається за допомогою графічної побудови.

Як вже було зазначено в попередньому розділі, сучасні обчислювальні системи в більшості є цифровими, тому вхідні та вихідні дані представляються (та й зберігаються) у вигляді окремих дискретних значень величини, тобто задаються табличним способом. Також табличні дані отримуються в процесі проведення експериментальних досліджень, як результат виміру при певних вхідних даних.

#### 2.1.1 Апроксимація

**Апроксимація** (лат. *Approximare* — наближати) — наближене вираження одних математичних об'єктів іншими, більш простішими, наприклад, криві лінії — ламаними, ірраціональних чисел — раціональними, неперервних функцій — многочленами.

Часто при обробленні табличних даних під апроксимацією розуміють знаходження аналітичної залежності, яка наближається до цих табличних даних, не обов'язково проходить через всі точки, але описує тенденцію

зміни цих параметрів. Таке наближення проводять за допомогою поліномів, а коефіцієнти поліному розраховуються методом найменших квадратів.

Поліном (многочлен) — це вираз виду:

$$Q(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n$$

де  $a_0, a_1, \dots, a_n$  — коефіцієнти поліному;

$n$  — степінь поліному.

**Метод найменших квадратів** — метод знаходження наближеного розв'язку надлишково-визначеної системи, який базується на пошуку мінімальної суми квадратів відхилень значення деякої функції від заданих значень:

$$\sum_{i=0}^N (Q(x_i) - y_i(x_i))^2 \Rightarrow \min$$

де  $y_i(x_i)$  — задані значення;

$N$  — кількість значень.

Розглянемо наведений у [2] приклад пошук коефіцієнтів лінійного поліному ( $n = 1$ ) для апроксимації деякого набору табличних даних  $(x, y)$ : (1, 6), (2, 5), (3, 7), (4, 10), на рис. 2.1 вони позначені колами. Необхідно знайти коефіцієнти поліному  $y = a_0 + a_1x$ , так щоб побудована за даним поліномом лінія найкраще відтворювала характер поведінки даних точок. Для вирішення даного завдання складемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} a_0 + a_1 \cdot 1 = 6 \\ a_0 + a_1 \cdot 2 = 5 \\ a_0 + a_1 \cdot 3 = 7 \\ a_0 + a_1 \cdot 4 = 10 \end{cases}$$

Тобто отримали систему з 4 рівнянь з 2 невідомими (надлишково-визначена система). Метод найменших квадратів полягає в пошуку мінімальної можливої суми квадратів похибок між лівою та правою частиною системи, тобто у пошуку мінімуму функції:

$$S(a_0, a_1) = (6 - (a_0 + 1 \cdot a_1))^2 + (5 - (a_0 + 2 \cdot a_1))^2 + (7 - (a_0 + 3 \cdot a_1))^2 + (10 - (a_0 + 4 \cdot a_1))^2$$

Мінімум визначається обчисленням часткових похідних від  $S(a_0, a_1)$  по  $a_0$  та  $a_1$ :

$$\frac{dS}{da_0} = 8 \cdot a_0 + 20 \cdot a_1 - 56$$

$$\frac{dS}{da_1} = 20 \cdot a_0 + 60 \cdot a_1 - 154$$

Прирівнявши часткові похідні до нуля отримаємо систему з двох рівнянь з двома невідомими:

$$\begin{cases} 8 \cdot a_0 + 20 \cdot a_1 - 56 = 0 \\ 20 \cdot a_0 + 60 \cdot a_1 - 154 = 0 \end{cases}$$

Розв'язавши систему отримаємо:  $a_0 = 3,5$  та  $a_1 = 1,4$

Рівняння прямої матиме вигляд:  $y = 3,5 + 1,4 \cdot x$ , рис. 2.1

З рис. 2.2 видно, що зростання степеню поліному призводить до більш якісного наближення апроксимуючої кривої до табличних даних. Тобто якість апроксимації підвищується.

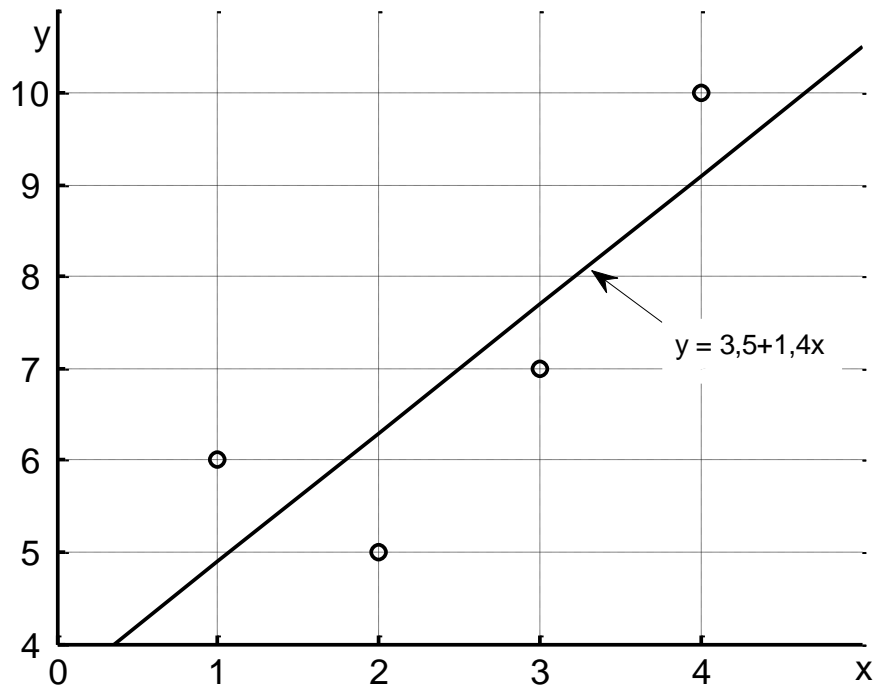


Рисунок 2.1 — Апроксимація табличних даних (кола) за допомогою поліному 1 степеню (суцільна лінія)

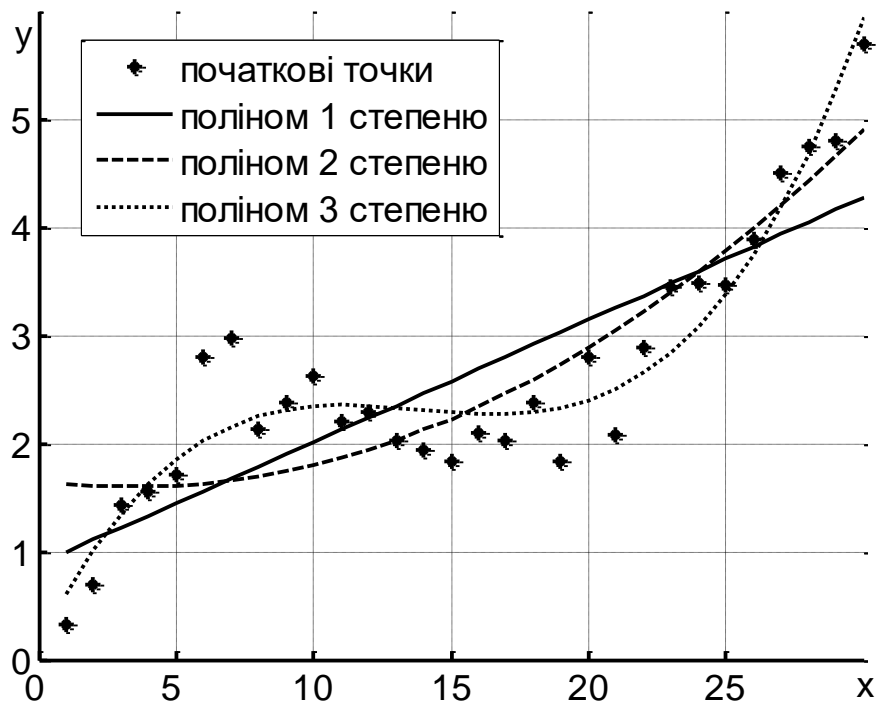


Рисунок 2.2 — Приклад апроксимації табличних даних поліномами різного степеню



Оцінку якості апроксимації можна проводити як візуально, так і з використанням різних критеріїв придатності наближення, до яких відносяться:

- *SSE* (*Sum of squares due to error*) — сума квадратів похибок, розраховується за формулою:

$$SSE = \sum_{i=0}^N (y_i(x_i) - Q(x_i))^2$$

- *R-square* (*R-квадрат*) — квадрат змішаної кореляції, який розраховується за формулою:

$$Rsquare = 1 - \frac{SSE}{SST}$$

де  $SST = \sum_{i=1}^N (y_i(x_i) - \bar{y})^2$  — повна сума квадратів;

$$\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i(x_i)$$

- *RSME* (*Root mean Squared Error*) — середньоквадратична похибка розраховується за формулою:

$$RSME = \sqrt{\frac{SSE}{N}}$$

Зверніть увагу, що *RSME* в доповненні *cftool* (*Curve Fitting Toolbox*) *MatLAB* розраховується дещо за іншою формулою [3]:

$$RSME = \sqrt{\frac{SSE}{N - m}}$$

де  $m$  — кількість параметрів моделі (при поліноміальній апроксимації  $m$  відповідає кількості коефіцієнтів поліному, тобто  $m = n + 1$ )

Так для наведеного на рис. 2.2 випадку *SSE* для поліному 1 степеню становить 13,46, для поліному 1 степеню — 10,51, а для поліному 3 степеню

— 3,726. Причому подальше зростання степеню апроксимуючого поліному не призводить до такого стрімкого зменшення похибки, так поліном 6 степеню апроксимує дані з похибкою 1,953.

### 2.1.2 Інтерполяція

**Інтерполяція** — спосіб знаходження проміжних значень величини за наявним дискретним набором відомих значень.

Якщо на відрізку  $[a, b]$  задана функція  $f(x)$ , то задача інтерполяції зводиться до визначення функції  $g(x)$ , яка співпадає в деякому наборі точок  $\{x_1, x_1, \dots, x_{n+1},\}$  з відрізка  $[a, b]$  (ці точки називаються вузлами інтерполяції), тобто:

$$g(x_k) = y_k, k = 1, 2, \dots, n + 1$$

де  $y_k = f(x_k)$  — відомі значення функції  $f(x)$  в точках  $x_k$ .

Найпростішим методом інтерполяції є сполучення сусідніх відомих точок прямою лінією. Така інтерполяція отримала назву лінійна, рис. 2.3а. Також одним з відомих, але менш поширених методів інтерполяції є інтерполяція найближчим сусідом, яка полягає в тому, що проміжні значення до середини інтервалу  $[x_i, x_{i+1}]$  приймають значення  $x_i$ , решта —  $x_{i+1}$ , рис. 2.3б.

Більш точними, проте складнішими методами інтерполяції є методи, засновані на використанні поліномів, тобто значення між двома точками вираховується за допомогою поліному певного степеню. Зазвичай використовуються поліноми третього степеню (кубічні поліноми) [4].

Розрізняють інтерполяцію кубічними сплайнами (рис. 2.3в) та інтерполяцію кубічними поліномами Ерміта (рис. 2.3г). В першому випадку в вузлових точках перша та друга похідна неперервна, в другому випадку неперервною є тільки перша похідна, а друга може мати розриви.

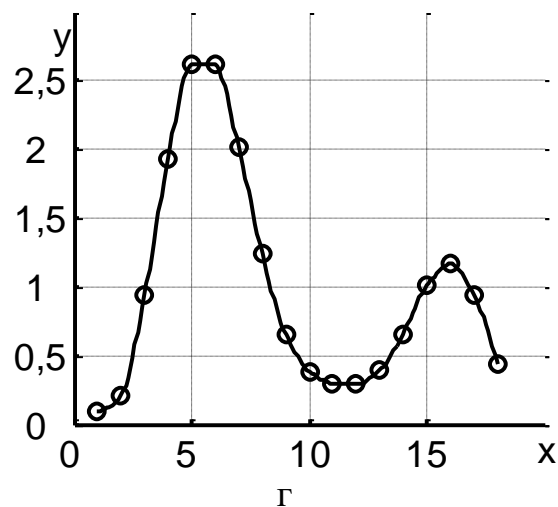
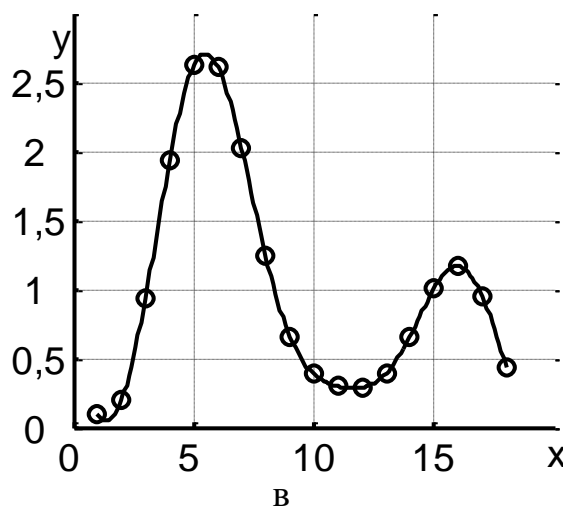
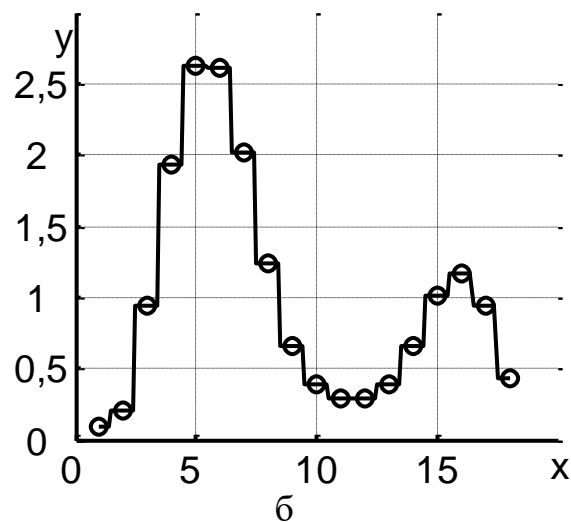
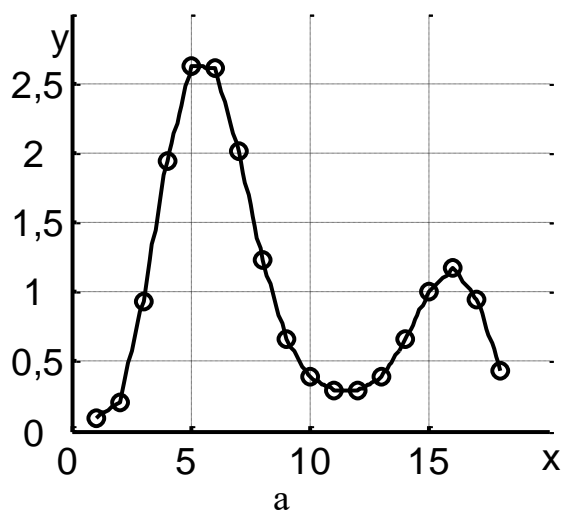


Рисунок 2.3 — Методи інтерполяції (суцільна лінія) по вузловим точкам (кола): а — лінійна; б — найближчого сусіда; в — кубічні сплайни; г — кубічний поліном Ерміта.

### 2.1.3 Екстраполяція

**Екстраполяція** — випадок інтерполяції, при якому знаходяться значення функції за межами заданого інтервалу, а не між вузловими точками.

## 2.2 Спектральний аналіз

### 2.2.1 Ряд Фур'є

Будь-яку періодичну функцію, що відповідає умовам Діріхле, можна представити сумою гармонійних функцій або комплексних експонент. Такий розклад отримав назву розклад в ряд Фур'є.

Умови Діріхле: функція не повинна мати розривів другого роду, а кількість розривів першого роду та екстремумів повинна бути кінцевою.

Тригонометрична форма ряду Фур'є представляється формулою:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(n \cdot \Omega \cdot t) + b_n \cdot \sin(n \cdot \Omega \cdot t))$$

де  $\Omega = 2\pi / T$  — основна частота коливань;

$T$  — період коливань;

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s(t) \cos(n \cdot \Omega \cdot t) dt, \quad n = 0, 1, 2, \dots;$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s(t) \sin(n \cdot \Omega \cdot t) dt, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

Також ряд Фур'є можна представити у вигляді:

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cdot \cos(n \cdot \Omega \cdot t - \theta_n))$$

де  $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$  — амплітуди гармонійних складових;

$n$  — номер гармоніки;

$\theta_n = \arctg \frac{b_n}{a_n}$  — початкові фази гармонійних складових.

Гармоніки на частотах  $n \cdot \Omega$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) утворюють амплітудну спектральну характеристику (амплітудний спектр), а початкові фази — фазову спектральну характеристику (фазовий спектр).

Не важко помітити, що для періодичної функції отримаємо дискретний спектр.

Для запису ряду Фур'є використовують і комплексну форму запису:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{C}_n \cdot e^{jn\Omega t}$$

де  $\dot{C}_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s(t) \cdot e^{-jn\Omega t} dt$  — коефіцієнти ряду Фур'є.

### 2.2.2 Перетворення Фур'є

**Перетворення Фур'є** (*Fourier transform*) — інструмент спектрального аналізу неперіодичних сигналів. Основні відмінності перетворення Фур'є від ряду Фур'є, викликані припущенням, що період неперіодичного сигналу прямує до нескінченності:

- частота з дискретних відліків перетворюється в неперервний параметр перетворення;
- результатом розрахунків замість коефіцієнтів ряду є функція частоти (спектральна функція)

В результаті таких перетворень отримуємо функцію, яка розраховується за формулою:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (2.1)$$

Функція  $S(j\omega)$  отримала назву спектральна густина сигналу  $s(t)$ , а формула (2.1) — пряме перетворення Фур'є.

Обернене перетворення Фур'є розраховується за формулою:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

Спектральна густина є комплексною величиною. Модуль спектральної густини  $|S(j\omega)|$  називається амплітудним спектром сигналу (в деяких джерелах використовується назва амплітудно-частотна характеристика (АЧХ))

сигналу), аргумент спектральної густини називається фазовим спектром (відповідно, в деяких джерелах, називається ФЧХ — фазо-частотною характеристикою сигналу).

### 2.2.3 Спектри деяких сигналів

На рис. 2.4а наведено послідовність прямокутних імпульсів ( $\tau$  — тривалість імпульсів,  $T$  — їх період,  $A$  — амплітуда), а на рис. 2.4б — спектр даної послідовності (дискретні відліки), як видно з рисунку огинаючою даного спектру є функція  $\sin(x)/x$  (пунктирна лінія).

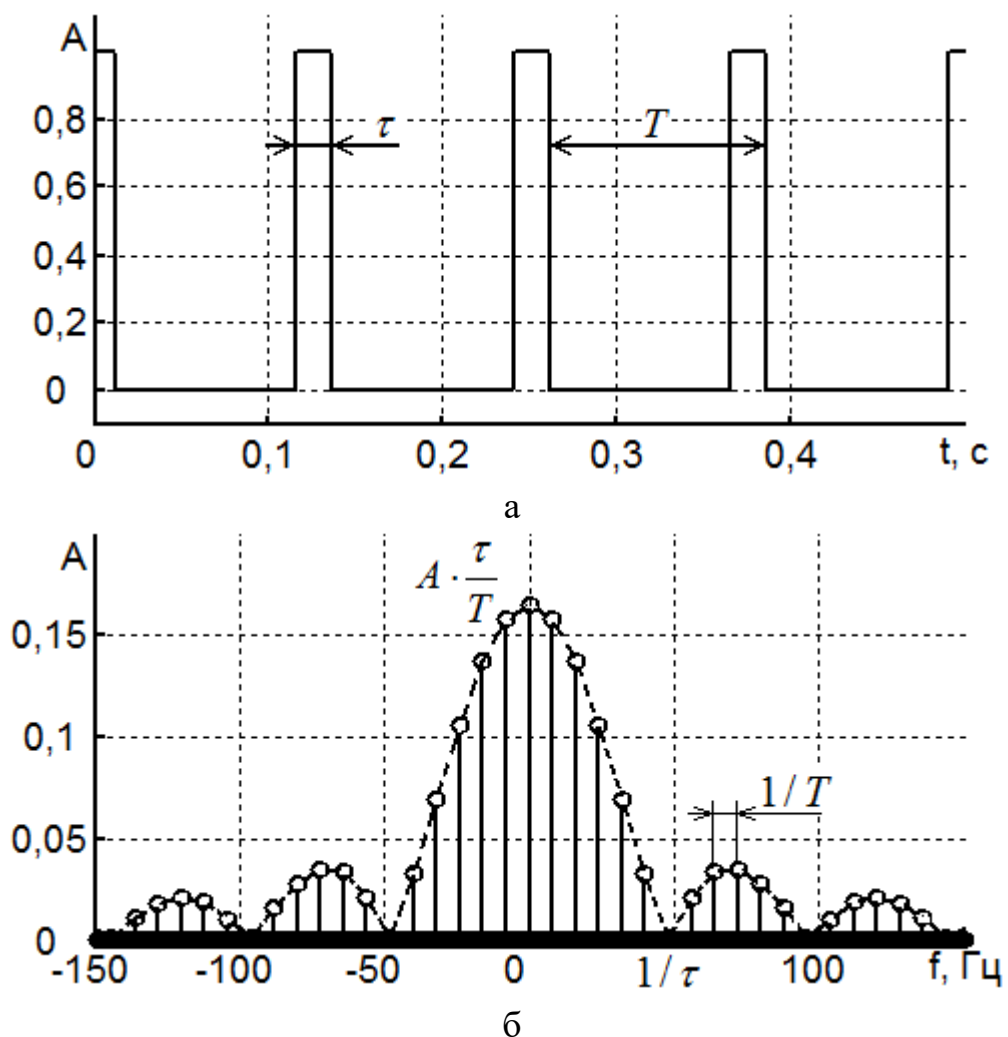


Рисунок 2.4 — Послідовність прямокутних імпульсів (а) та її спектр (б).

Відстань між гармоніками спектру рівна  $1/T$ , тобто частоті послідовності імпульсів, ширина пелюсток спектру обернено пропорційна до трива-

лості імпульсу  $1/\tau$ . Якщо період слідування імпульсів прямує до безкінечності (отримуємо одиничний прямокутний імпульс), то відстань між гармоніками прямує до нуля і спектр з дискретного перетворюється на неперервний. Зменшення тривалості імпульсу призводить до розширення основної пелюстки спектру.

Спектр сигналу у вигляді дельта-функції є константою, тобто рівномірний у всьому діапазоні частот. Спектром синусоїдального сигналу з частотою  $f$  є дві дельта-функції на частотах  $\pm f$ .

## 2.3 Модуляція та демодуляція

Канал зв'язку характеризується ефективним діапазоном частот, що визначає той частотний діапазон сигналу, який може передаватися за допомогою даного каналу зв'язку. Часто корисний сигнал лежить за межами цього діапазону (в більшості випадків нижче потрібного діапазону), тому для ефективного передавання використовують модуляцію сигналу.

**Модуляція** (англ. *modulation*) — це процес зміни в часі за заданим законом параметрів якогось з фізичних процесів. В радіотехніці таким фізичним процесом є гармонійне коливання, яке називають частотою носієм (несною частотою, опорною частотою):

$$s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

де  $A_0$  — амплітуда,  $\omega_0$  — частота,  $\varphi_0$  — початкова фаза,  $t$  — час.

Зміна одного з вищеперерахованих параметрів визначає тип модуляції: амплітудну, частотну чи фазову. Часто частотну та фазову модуляцію поєднують під однією назвою — кутова модуляція.

**Несна частота, частота-носій, опорна частота** — високочастотне коливання, параметри якого змінюються в процесі модуляції.

**Модулювальний сигнал** — сигнал, пропорційно до якого змінюються параметри опорного сигналу (опорної частоти)

**Модульований сигнал** — результат зміни параметрів опорного сигналу пропорційно до модулюючого.

**Демодуляція** — процес виділення модульовального сигналу з модульованого.

### 2.3.1 Амплітудна модуляція

При амплітудній модуляції змінюється амплітуда частоти носія у відповідності до закону зміни модульовального сигналу  $S_M(t)$ , тобто  $A(t) = kS_M(t)$ , де  $k$  — коефіцієнт пропорційності, тоді АМ колювання вираховується за формулою:

$$S_{AM}(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Якщо модульовальний сигнал приймає від'ємні значення, то до нього додають постійну складову, щоб уникнути явища перемодуляції:

$$A(t) = A_0 + kS_M(t)$$

У випадку, коли модульовальним сигналом є гармонійне колювання  $S_M(t) = A_s \cos(\omega_s t + \varphi_s)$  обвідна вираховується за формулою:

$$A(t) = A_0 + \Delta A_m \cos(\omega_s t + \varphi_s)$$

де  $\Delta A_m = k \cdot A_s$  — амплітуда зміни обвідної.

Відношення  $M = \frac{\Delta A_m}{A_0}$  називається коефіцієнтом модуляції. В загальному випадку коефіцієнт модуляції визначається за формулою:

$$M = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}}$$

де  $A_{\max}, A_{\min}$  — відповідно максимальна і мінімальна амплітуда обвідної.

Таким чином, для АМ сигналу з гармонійним модульовальним сигналом можемо записати вираз:



$$S_{AM}(t) = A_0(1 + M \cdot \cos(\omega_s t + \varphi_s)) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

На рис. 2.5 зображено графіки однотонольної модуляції в часовій та частотній області. Частота модулювального сигналу 500 Гц, частота опорного сигналу — 2000 Гц, а коефіцієнт модуляції рівний 0,5.

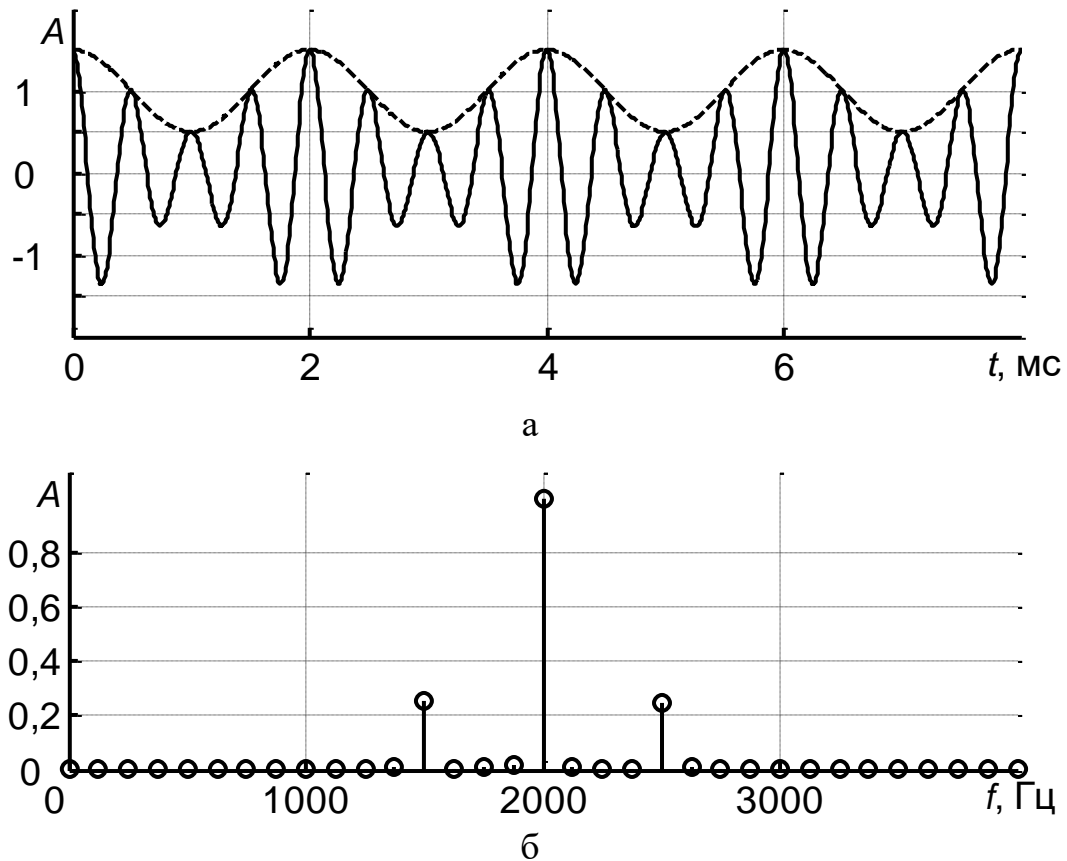


Рисунок 2.5 — Однотонольна модуляція в часовій (а), суцільна лінія модульований сигнал, пунктирна — модулювальний та частотній області (б).

Коефіцієнт корисної дії АМ-сигналу не перевищує 33% (при коефіцієнті модуляції рівному одиниці). Для підвищення ККД АМ-сигналу використовують модуляцію з придушенням частоти носія та односмугову модуляцію.

Демодуляція АМ-сигналу виконується детектуванням (діод+ФНЧ), проте такий спосіб не дозволяє відновити перемодульований сигнал, або за допомогою синхронного детектування — множення АМ сигналу на сигнал з частотою коливання рівною частоті сигналу-носія. Проте даний спосіб вимагає більш складної конструкції детектора.

### 2.3.2 Кутова модуляція

При кутовій модуляції у відповідності з модулювальним сигналом  $S_M(t)$  змінюється частота (ЧМ, англійською *FM*) або початкова фаза (ФМ, англійською *PM*) опорного сигналу, так при фазовій модуляції:

$$\varphi(t) = kS_M(t)$$

Тоді ФМ-сигнал визначається за формулою:

$$S_{PM}(t) = A \cos(\omega_0 + kS_M(t))$$

Весь аргумент функції  $\cos$  називається повною фазою коливання:

$$\Psi(t) = \omega_0 t + kS_M(t)$$

Миттєва частота сигналу з кутовою модуляцією визначається за формулою:

$$\omega(t) = \frac{d\Psi}{dt}$$

Тобто у випадку фазової модуляції змінюється не лише початкова фаза коливання, а ще й частота. Повну фазу коливання можна визначити за формулою:

$$\Psi(t) = \int \omega(t') dt'$$

При частотній модуляції модулювальний сигнал лінійно пов'язаний з миттєвою частотою коливання:

$$\omega(t) = \omega_0 + kS_M(t)$$

Тоді повна фаза коливання визначається шляхом інтегрування:

$$\Psi(t) = \omega_0 t + k \int S_M(t') dt' + \varphi_0$$

Відповідно ЧМ-сигнал розраховується за формулою:

$$S_{FM}(t) = A \cos(\omega_0 t + k \int S_M(t') dt' + \varphi_0)$$

У випадку гармонійного модулювального сигналу початкова фаза змінюється по гармонійному закону:

$$\varphi(t) = \beta \sin(\omega_s t)$$

Коефіцієнт  $\beta$  називається індексом кутової модуляції. Він визначає інтенсивність колювання початкової фази. Тоді миттєва частота визначається як:

$$\omega(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} = \omega_0 + \beta\omega_s \cos(\omega_s t)$$

З даної формули випливає, що максимальне відхилення миттєвої частоти від середнього значення  $\omega_0$  складає  $\beta\omega_s$ . Ця величина називається де-віацією частоти та позначається  $\omega_d$ .

Відповідно індекс кутової модуляції визначається за формулою:

$$\beta = \frac{\omega_d}{\omega_s}$$

Основні переваги ЧМ у порівнянні з АМ:

- вища завадостійкість;
- енергетично більш вигідна, так як пелюстки корисного сигналу більші за амплітудою за частоту носій.

Основні недоліки ЧМ у порівнянні з АМ:

- більш широкий спектр, тому можна використовувати тільки на високих частотах;
- потребує більш складної конструкції модулятора та демодулятора.

## 2.4 Фільтрація

В аналоговій обробці сигналів під фільтрами розуміють пристрої для виділення бажаних компонентів спектру електричного сигналу та подавлення не бажаних.. В цифровій обробці сигналів під дискретними (цифровими) фільтрами розуміють програмні чи апаратні засоби для будь-якого оброблення дискретних сигналів, які (засоби) мають властивості лінійності та стаціонарності. Нижче мова буде про цифрові та аналогові фільтри з точки зору систем зміни спектральних складових вхідних сигналів.

### 2.4.1 Класифікація фільтрів

За формою амплітудно-частотної характеристики розрізняють 4 типи фільтрів:

- фільтри низьких частот — це фільтри, які пропускають частоти, менші за частоту зрізу фільтра  $f_c$  (рис. 2.6а);
- фільтри високих частот — це фільтри, які пропускають частоти, більші за частоту зрізу фільтра  $f_c$  (рис. 2.6б);
- смугові (смугопропускаючі) фільтри — це фільтри, які пропускають частоти, що належать діапазону частот від  $f_{c1}$  до  $f_{c2}$  (рис. 2.6в);
- режекторні (смугопридушуючі) фільтри — це фільтри, які пропускають частоти, що не належать діапазону частот від  $f_{c1}$  до  $f_{c2}$  (рис. 2.6г).

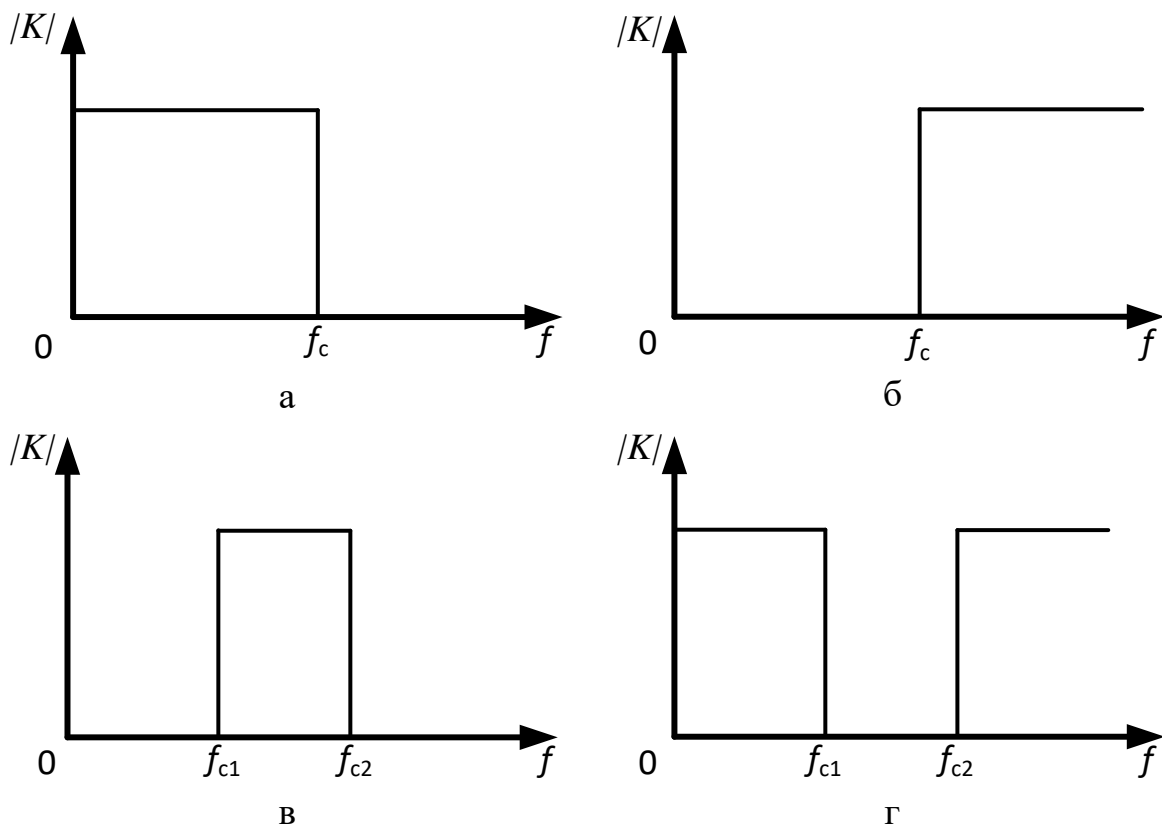


Рисунок 2.6 — Ідеальні амплітудно-частотні характеристики фільтрів різних типів

Зрозуміло, що реалізувати ідеальну АЧХ не можливо, тому в процесі проектування фільтрів використовують різні методи апроксимації АЧХ фільтру.

За функцією апроксимації АЧХ фільтру розрізняють:

- фільтри Батерворта — головною перевагою яких є відсутність пульсацій в смузі пропускання, проте вони мають повільний спад АЧХ в смузі загородження, тому реалізувати високовибіркові фільтри складно та дорого, так як потрібно забезпечити високий порядок фільтру (рис. 2.7а);
- фільтри Чебишева першого та другого роду — мають значно крутіший спад АЧХ, проте мають пульсації в смузі пропускання (1 роду, рис. 2.7б) або в смузі загородження (2 роду, рис. 2.7в);

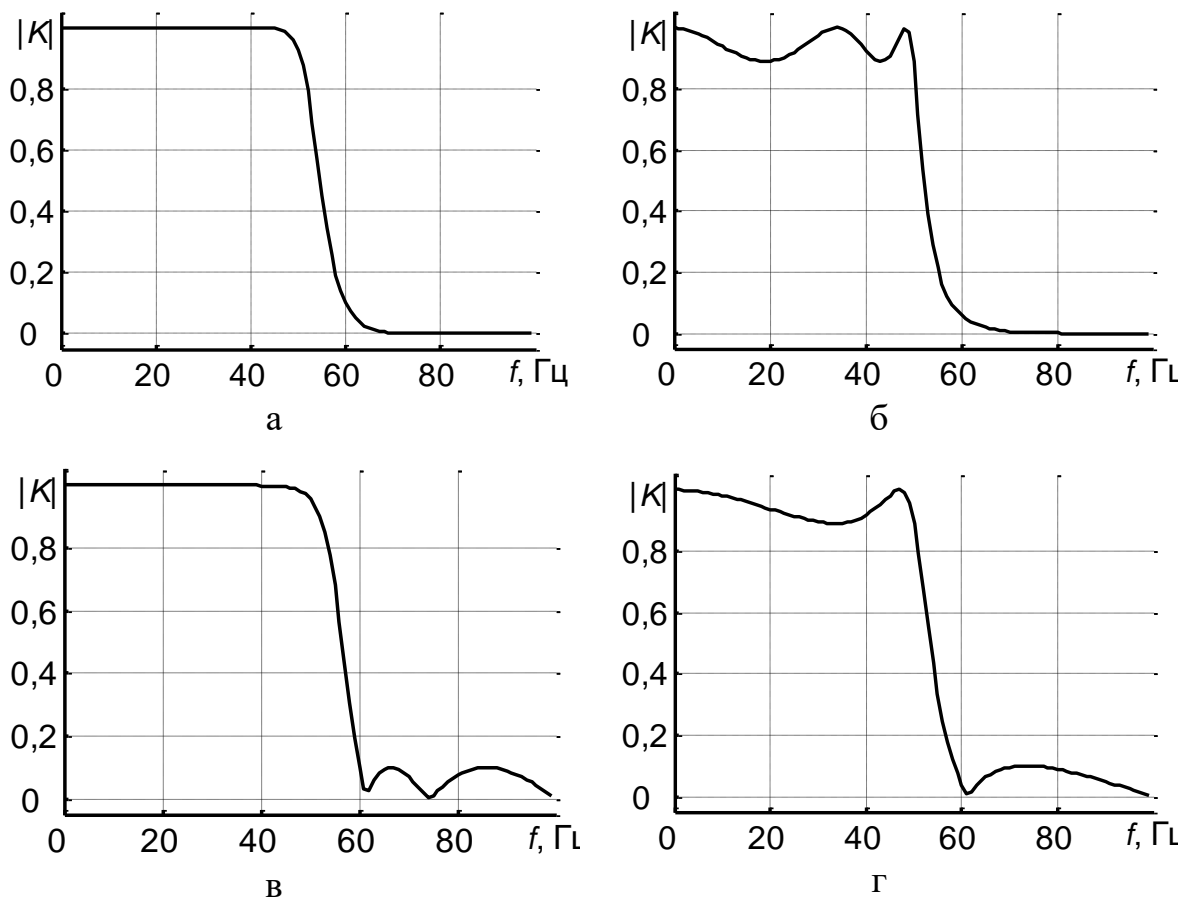


Рисунок 2.7 — Класифікація фільтрів за апроксимуючим поліномом

- еліптичні фільтри (фільтри Кауера) — мають найвищу крутість спаду АЧХ, проте є пульсації як в смузі пропускання, так і в смузі загороження з більш низькою ефективністю придушення в ній (рис. 2.7г).

Крім вищеперерахованих розрізняють ще фільтри Беселя (які мають гладку фазо-частотну характеристику), Лагранжа, Габора, Гауса тощо.

#### 2.4.2 Основні параметри фільтрів

**Частота зрізу,  $f_c$**  (англ., *cutoff frequency*) — частота вище чи нижче якої потужність вихідного сигналу зменшується в два рази у порівнянні з потужністю в смузі пропускання. АЧХ на частоті зрізу має спад до рівня  $-3\text{дБ}$ .

**Передавальна функція** (англ., *transfer funktion*) — це відношення зображень по Лапласу вихідної величини до вхідної.

$$K(p) = \frac{L\{U_{\text{вих}}(t)\}}{L\{U_{\text{вх}}(t)\}} = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0} \quad (2.2)$$

де  $a_i, b_i$  — коефіцієнти диференційного рівняння, яке описує зв'язок між вхідними та вихідними параметрами системи.

Максимальне значення  $m$  чи  $n$  визначає **порядок фільтру**. В свою чергу порядок фільтру визначає кількість реактивних елементів, які потрібно використати для реалізації фільтру (у випадку реалізації пасивного фільтру) або кількість операційних підсилювачів та реактивних елементів (у випадку реалізації активного фільтру), або ж кількість відліків, над якими потрібно виконати певні операції (при реалізації цифрового фільтру).

З формули 2.2 шляхом підстановки  $p = j\omega$  можна отримати комплексний коефіцієнт передачі, модуль якого визначає **амплітудно-частотну характеристику фільтру**, а аргумент — **фазо-частотну характеристику**.

Для смугових та режекторних фільтрів вводять додаткові параметри, такі як: резонансна частота, добротність, смуга пропускання (придушення).

### 2.4.3 Проектування фільтрів

При проектуванні реальних фільтрів задаються параметри так званого «коридору АЧХ» (рис. 2.8), тобто значення нерівномірності АЧХ в смузі пропускання  $R_p$ , значення послаблення в смузі загородження  $R_s$  та відповідні частоти  $f_p$  — границя смуги пропускання та  $f_s$  — границя смуги загородження.

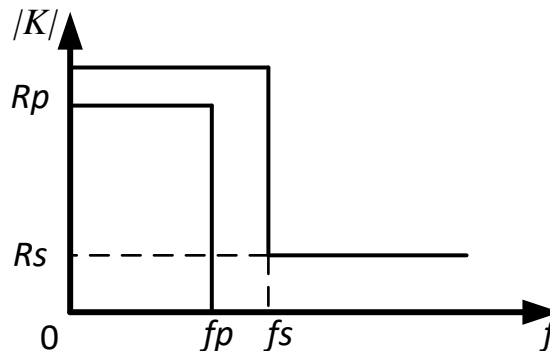


Рисунок 2.8 — Коридор АЧХ

Потім в залежності від обраного апроксимуючого поліному розраховується необхідний порядок фільтру та частота зрізу. За визначеним порядком та частотою зрізу визначають значення коефіцієнтів передавальної функції  $a_i$  та  $b_i$ . Далі в залежності від обраного способу реалізації відбувається розрахунок параметрів елементів схеми.

### 2.4.4 Цифрові фільтри

Основними перевагами цифрових фільтрів над аналоговими є:

- висока точність, в аналогових фільтрах точність обмежена допусками на елементи;
- стабільність, так як відсутній дрейф параметрів в залежності від умов зовнішнього середовища;
- гнучкість в налаштуванні та легкість зміни параметрів фільтрів;
- компактність.

Недоліки цифрових фільтрів у порівнянні з аналоговими:

- обмеження робочого діапазону частот частотою Найквіста;

- проблеми з роботою в режимі реального часу, так як всі обрахунки повинні закінчитися за період дискретизації;
- для високої точності фільтру потрібні АЦП та ЦАП високої розрядності.

Процес дискретної фільтрації полягає в підсумовування деякої кількості вхідних та попередніх вихідних відліків:

$$y(k) = b_0 x(k) + b_1 x(k-1) + \dots + b_m x(k-m) - a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) - \dots - a_n y(k-n)$$

де  $b_i$  — коефіцієнти вхідних відліків;

$a_i$  — коефіцієнти вихідних відліків.

В залежності від того, які відліки приймають участь у формування вихідного значення розрізняють:

- фільтри з скінченною імпульсною характеристикою (англ., *finite impulse response*) або нерекурсивні фільтри — для розрахунку використовуються лише вхідні відліки, скорочено позначаються як КІХ-фільтри (англ., *FIR*). Має кінцеву імпульсну характеристику;
- фільтри з безкінечною імпульсною характеристикою (англ., *infinite impulse response*) або рекурсивні фільтри — для розрахунку використовуються як вхідні, так і попередні вихідні відліки. Характеризується безкінечною імпульсною характеристикою, тому можуть бути не стійкими.

Передавальна функція дискретної системи визначається як відношення  $z$ -перетворень вихідного сигналу до вхідного, тобто:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}}$$



В загальному випадку при проектуванні цифрових фільтрів необхідно знайти значення набору коефіцієнтів  $a_i$  та  $b_i$  передавальної функції дискретного фільтру  $H(z)$ . Є два основні підходи до синтезу цифрового фільтру: синтез з використанням аналогового фільтру прототипу та прямі методи синтезу.

Синтез за аналоговим фільтром-прототипом полягає в перетворенні передавальної функції попередньо розрахованого аналогового фільтру в передавальну функцію цифрового фільтру. Виокремлюють два методи такого перетворення: метод білінійного  $z$ -перетворення та метод інваріантної імпульсної характеристики.

Прямі методи синтезу поділяються на оптимальні та субоптимальні.

Цифрові фільтри поділяються на два великі класи в залежності від даних, які використовуються для розрахунку

Типові схеми реалізації цифрового фільтру зображено на рис. 2.9

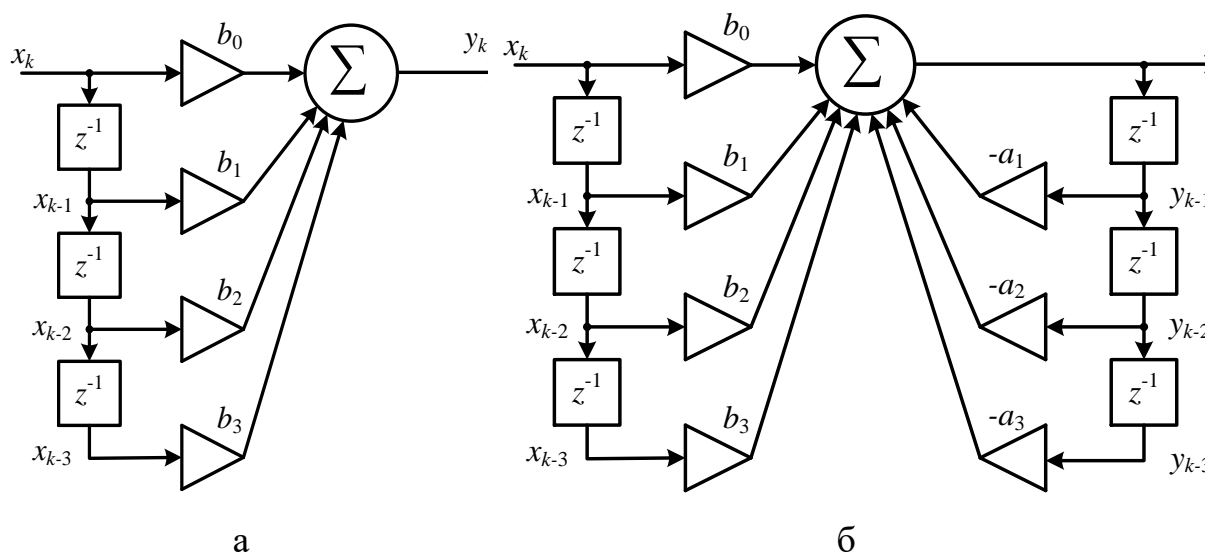


Рисунок 2.9 — Типова схема реалізації КІХ-фільтру (а) та БІХ-фільтру (б)

На рис. 2.9 квадратами позначено елементи пам'яті, які реалізують затримку, трикутниками — помножувачі.

## 2.5 Передавання даних

**Передавання даних** — перенесення даних у вигляді сигналів з одного місця в інше (чи інші місця) через канали зв'язку.

**Канал зв'язку** — система технічних засобів та середовище розповсюдження сигналів для одностороннього передавання даних від відправника до отримувача.

**Основні параметри:**

- Ефективна смуга частот, або смуга пропускання;
- Динамічний діапазон — логарифм відношення максимальної потужності сигналу до мінімальної;
- Пропускаюча здатність — максимально можлива швидкість передачі даних через канал. Розрізняють номінальну швидкість (загальна кількість переданих даних) та ефективну (корисні дані без службової інформації);
- Завадостійкість — логарифм відношення потужності сигнал/шум.

**Канал передачі даних** — мінімум два канали зв'язку, що передають дані в двох протилежних напрямках.

**Інтерфейс** (англ. Interface) — сукупність засобів, методів і правил взаємодії (управління, контролю і т. д.) між елементами системи.

**Протокол передавання даних** — набір угод інтерфейсу логічного рівня, які визначають обмін даними між різними програмами. Вони визначають спосіб передачі повідомлень і обробки помилок при взаємодії програмного забезпечення рознесеного на просторі апаратної платформи, з'єднаної тим чи іншим інтерфейсом.

### 3 АПАРАТНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ

В даному розділі коротко розглянуто основні компоненти апаратного забезпечення оброблення сигналів, а саме АЦП, ЦАП та різні процесори цифрового оброблення даних.

#### 3.1 Аналогово-цифрові перетворювачі

**Аналого-цифровий перетворювач, АЦП** (англ. *Analog-to-digital converter, ADC*) — пристрій, який перетворює аналоговий сигнал на цифровий код, який кількісно характеризує амплітуду вхідного сигналу.

##### 3.1.1 Основні параметри АЦП:

- Розрядність — характеризує кількість дискретних значень, які АЦП може видати на виході, вимірюється в бітах. Якщо розрядність АЦП складає  $n = 8$ , то максимальна кількість дискретних значень може бути  $2^n = 2^8 = 256$ ;
- Розрядність за напругою визначається за формулою:

$$h = U_{on} / 2^n$$

де  $U_{on}$  — опорна напруга.

- Частота перетворення — визначає швидкодію АЦП та виражається у відліках за секунду (англ., *samples per second, SPS*). Цей параметр визначає максимальну частоту дискретизації АЦП.
- Точність, яка залежить від багатьох факторів: похибки квантування, апертурні похибки, нелінійність системи тощо.
- Максимально допустима опорна напруга  $U_{on}$ .

##### 3.1.2 Паралельні АЦП (Flash ADC)

На рис. 3.1 зображено двохрозрядне АЦП прямого перетворення (паралельне АЦП). Вхідна напруга подається одночасно (паралельно) на всі компаратори АЦП, на другий вхід компаратора подається опорна напруга через

резистивні дільники (для даної схеми нижній компаратор отримує  $1/4$  опорного значення напруги, середній —  $1/2$ , а верхній —  $3/4$  опорного значення). Якщо вхідна напруга АЦП перевищує значення на другому вході компаратора, то він перемикається в стан логічної одиниці. Наприклад, якщо опорна напруга 1 В, а на вхід АЦП подається напруга 0,6 В, то два нижні компаратори перемкнуться в стан логічної одиниці, а верхній на виході буде мати нуль, якщо напруга на вході знизиться до 0,4 В, то на виході середнього компаратора теж буде нуль.

Дешифратор *DC* перетворює отримане після компараторів слово розміром  $2^n - 1$  в двійковий  $n$ -розрядний код.

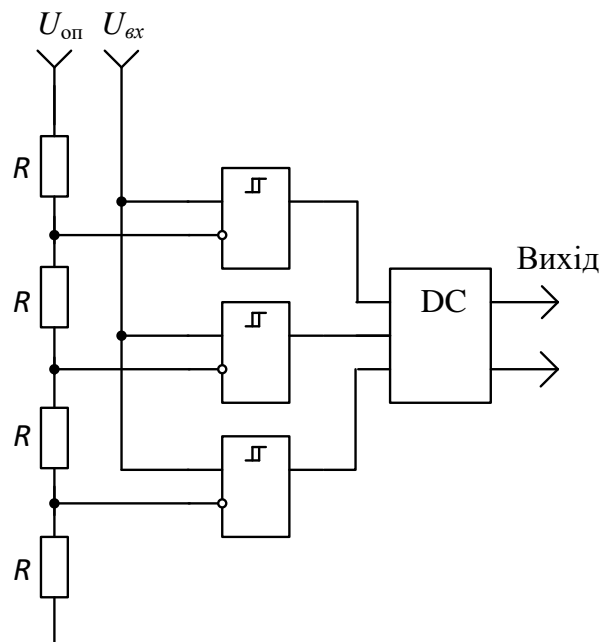


Рисунок 3.1 — Схема паралельного АЦП

Основною перевагою даного типу АЦП є висока швидкодія. Недоліком є низька розрядність, адже для реалізації даного типу АЦП необхідно  $2^n - 1$  компараторів та  $2^n$  високоточних резисторів, що призводить до різкого росту вартості АЦП при зростанні розрядності, можливість реалізація паралельного АЦП розрядністю більше 14 на даному етапі розвитку технології є сумнівною.

### 3.1.3 АЦП послідовного наближення (SAR ADC — Successive Approximation Register)

На рис. 3.2 наведено 8-розрядне АЦП послідовного наближення.

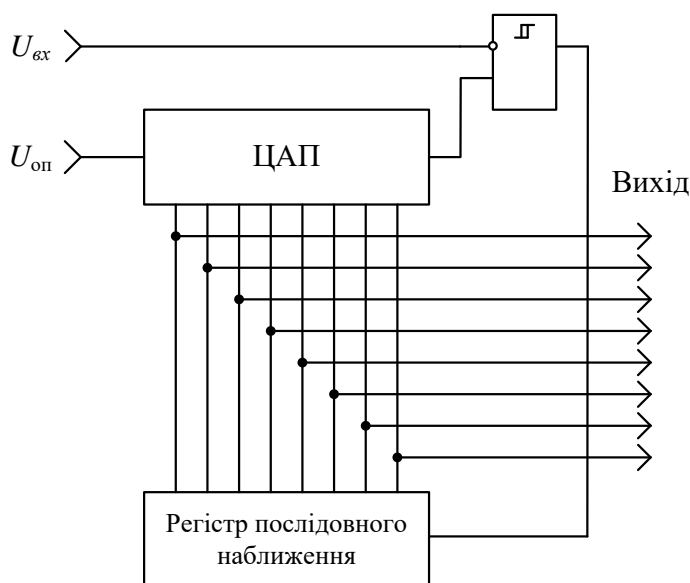


Рисунок 3.2 — Схема АЦП послідовного наближення

АЦП складається з компаратора, цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) та регістра послідовного наближення. Принцип роботи: вхідна напруга подається на компаратор та порівнюється з напругою, що поступає з ЦАП. Остання формується таким чином: з першим тактом старший біт регістру послідовного наближення встановлюється в 1 і відповідно ЦАП формує напругу, рівну половині опорної. Якщо вхідна напруга перевищує встановлену на ЦАП, то цей біт залишається ввімкненим (логічна 1), якщо ж менша — то скидається в нуль. Новий тактовий імпульс встановлює в одиницю наступний біт регістру і ЦАП, в залежності від стану попереднього (в даному випадку старшого) біту формує напругу рівну  $1/4$  опорної (старший біт рівний 0) чи  $3/4$  (старший біт рівний 1) тобто знову інтервал ділиться пополам. Напруга порівнюється з вхідною і знову приймається рішення про стан цього біту. Процес повторюється  $n$ -тактів, на  $n + 1$  такті на виході АЦП буде двійковий код, який відповідає вхідній напрузі.

Зрозуміло, що швидкодія такого АЦП значно нижча ніж паралельного, проте вартість реалізації АЦП більшої розрядності дешевша. Тому АЦП даного типу мають розрядність до 18 біт.

### 3.2 Цифро-аналогові перетворювачі

**Цифро-аналоговий перетворювач** (англ. *digital-to-analog converters, DAC*) — пристрій для перетворення цифрового (як правило двійкового) сигналу на аналоговий. До основних параметрів ЦАП можна віднести розрядність та частоту дискретизації. На рис. 3.3 наведено класифікацію ЦАП [5].

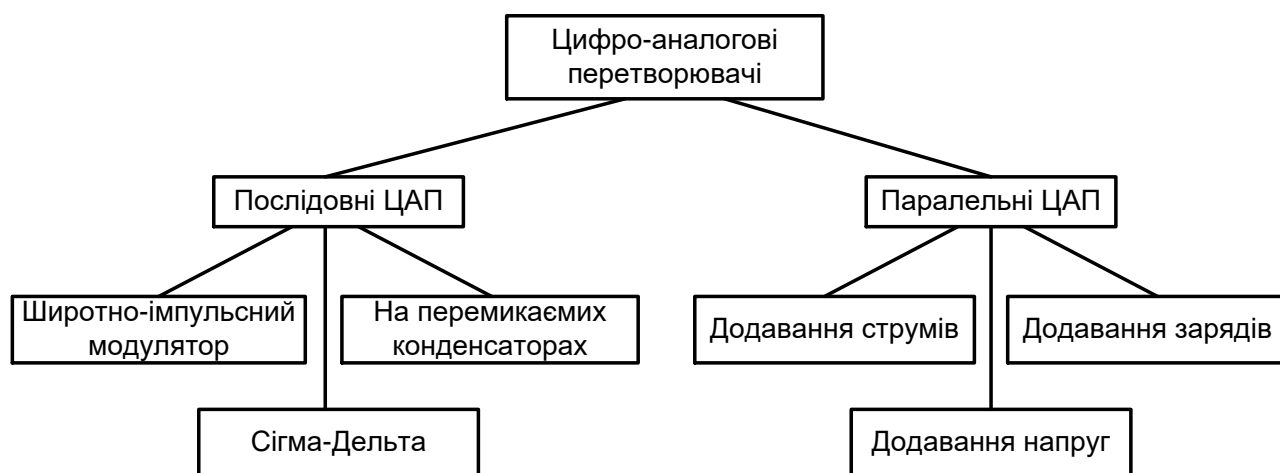


Рисунок 3.3 — Класифікація ЦАП

**Широтно-імпульсний модулятор** — найпростіший вид ЦАП, принцип роботи якого полягає у періодичному підключенні стабільного джерела напруги до вихідного кола пропорційно до цифрового коду, який необхідно перетворити в аналоговий вигляд. Потім отримана послідовність імпульсів передається на аналоговий фільтр низьких частот, на виході якого вже буде неперервний сигнал. Такі ЦАП мають не високу точність та швидкодію.

Більш високу швидкодію мають паралельні ЦАП, принцип роботи яких розглянемо на прикладі ЦАП з підсумовуванням вагових струмів. Ідея методу полягає в формуванні джерел струму, сила яких пропорційна «вазі» цифрового двійкового розряду. Вага розряду визначається за формулою  $2^{n-1}$ , де  $n$  — кількість розрядів. Так для 4 розрядного ЦАП вага старшого розряду

буде  $2^3 = 8$ , третього розряду — 4, другого — 2, а молодшого — 1. Якщо припустити, що струм молодшого розряду рівний 1 мА, то, відповідно, струм старшого повинен бути 8 мА, а максимальний струм, який можна отримати на такому ЦАП буде рівний 15 мА, що відповідатиме коду  $1111_2$ . В найпростішому варіанті джерелами таких струмів можуть бути резистори (рис. 3.4).

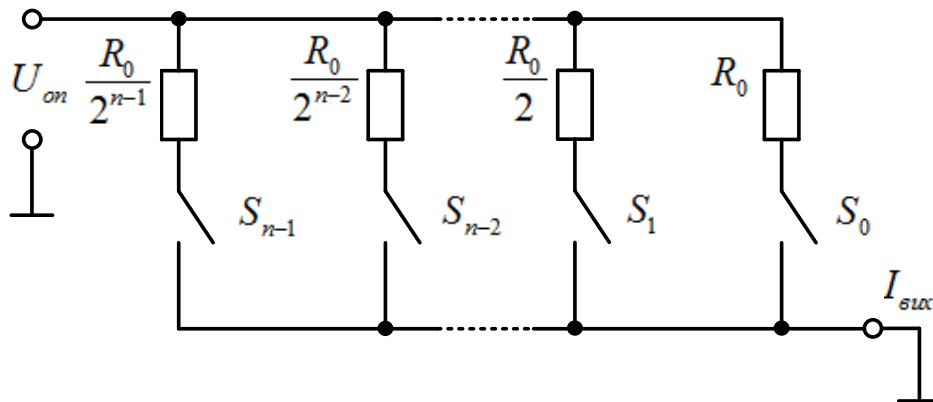


Рисунок 3.4 — Схема ЦАП з підсумовуванням вагових струмів

Недоліком такого способу формування вагових струмів є висока точність виконання резисторів старших розрядів, це обмежує розрядність подібних ЦАП на рівні 10–12 розрядів. Крім того, в залежності від цифрової комбінації, струм, який споживається від опорного джерела напруги різний. Ці недоліки усунуто в ЦАП з перемикачами та матрицею постійних імпедансів, рис. 3.4.

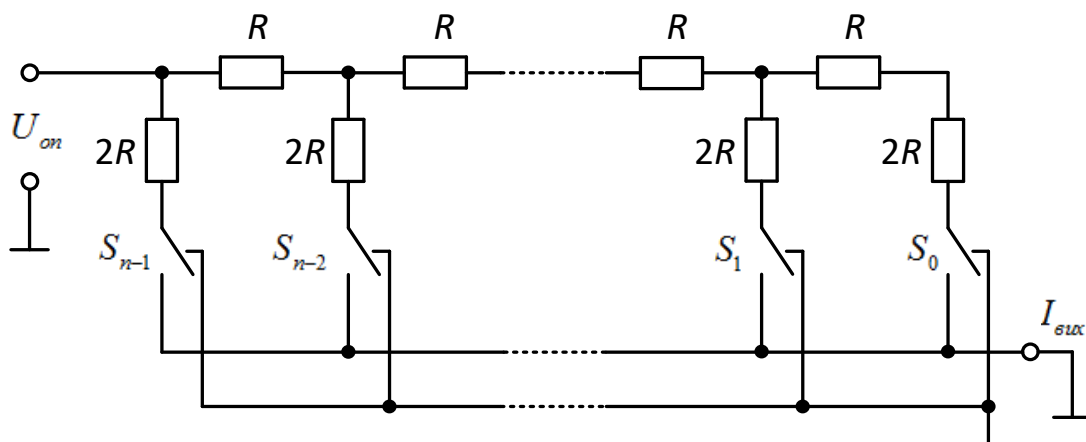


Рисунок 3.4 — Схема ЦАП з перемикачами та матрицею постійних імпедансів

Наявність двох вихідних ланок призводить до того, що джерело напруги постійно навантажене на один і той же опір, і, відповідно, опорна напруга залишається стабільною при будь-якій комбінації цифрового коду. Використання резистивних дільників дозволяє знизити вимоги до їх точності виготовлення.

### **3.3 Процесори для оброблення даних**

#### **3.3.1 Мікропроцесори та мікроконтролери**

**Універсальні мікропроцесори** (мікропроцесори) використовуються для побудови обчислювальних машин. В них використовуються передові рішення щодо підвищення швидкодії, не звертаючи особливої уваги на габарити, вартість та споживану енергію.

***Розрізняють 3 основні архітектури за набором команд:***

1) Мікропроцесори з повним набором команд — (Complex Instruction Set Computer, CISC— архітектура).

- Нефіксована довжина команд;
- Арифметичні дії кодуються в одній команді;
- Невелика кількість спеціалізованих регістрів;
- Команди можуть працювати безпосередньо з пам'яттю.

Типовим представником є *Intel x86*.

2) Мікропроцесори зі скороченим набором команд — (Reduced Instruction Set Computer, RISC— архітектура). Основні характеристики:

- Мала кількість команд;
- Однакова довжина всіх команд;
- Мала кількість різних форматів команд;
- Відсутність команд, які працюють з операндами в пам'яті (за виключенням команд завантаження та збереження);
- Мала кількість апаратно підтримуваних типів даних;



- Велика кількість ідентичних регістрів загального призначення.

Типові представники: *ARM, AVR*

3) *Мікропроцесори з мінімальним набором команд (Minimal Instruction Set Computer, MISC-архітектура)* — команди мають велику довжину, що стало можливим завдяки підвищенню розрядності.

*Суперскалярні процесори (Superscalar Processors)* — використовується декілька декодерів програм, що завантажують різні виконуючі блоки, тобто програма виконується паралельно. Розподіл потоків відбувається обчислювальним ядром. Типовим представником є процесори *Cortex A8*

Також в залежності від особливостей зберігання даних та команд розрізняють:

*Гарвардську архітектуру* (англ. *Harvard architecture*) — архітектура обчислювальних машин, головною відмінністю якої від інших подібних архітектур є те, що дані та оператори (алгоритм) зберігаються окремо. Першим комп'ютером, який застосовував гарвардську архітектуру, був Mark I, який експлуатувався в Гарварді (звідки назва архітектури) та зберігав команди окремо на перфокартах, а дані в релейному запам'ятовуючому пристрої.

*Архітектуру фон Неймана* (англ. *Von Neumann architecture*) — архітектура електронних обчислювальних машин, основною відмінністю якої від інших подібних архітектур є спільне зберігання даних та машинних команд в комірках однієї й тієї ж пам'яті, що унеможлиблює їх розрізнення за способом представлення або кодування. Названа так на честь відомого математика та теоретика обчислювальної техніки Джона фон Неймана (*John von Neumann*), та по сьогодні залишається домінуючою схемою організації ЕОМ загального призначення.

*Мікроконтролер* (англ. *Micro Controller Unit, MCU*) — мікросхема, яка використовується для управління малогабаритними і дешевими пристроями. У мікроконтролерах, на відміну від універсальних мікропроцесорів,

максимальна увага приділяється саме габаритам, вартості і споживаній потужності. Також мікроконтролер містить на одному кристалі з мікропроцесором зовнішні модулі: АЦП, ПЗУ, таймери, ШИМ-модулятори, тощо. Основною архітектурою мікроконтролерів є *RISC*-архітектура.

### **3.3.2 Цифрові сигнальні процесори**

**Цифровий сигнальний процесор** (англ. *Digital signal processor, DSP*) — спеціалізований мікропроцесор, призначений для цифрової обробки сигналів в системах реального часу.

До сигнальних процесорів висуваються специфічні вимоги. Від них вимагають максимальну швидкодію, малі габарити, легкість узгодження з аналого-цифровими і цифро-аналоговими перетворювачами, велика розрядність оброблюваних даних і невеликий набір математичних операцій, який обов'язково включає операцію множення-накопичення та апаратну організацію циклів.

Основною сферою застосування *DSP* є реалізація різноманітних цифрових фільтрів. Головним недоліком *DSP* у порівнянні з традиційними мікроконтролерами є висока вартість, проте цей недолік компенсується значно швидшою роботою за рахунок апаратної реалізації математичних операцій

### **3.3.3 Програмовані логічні схеми**

**Програмована логічна інтегральна схема, ПЛІС** (англ. *Programmable Logic Device, PLD*) — електронний компонент, що використовується для створення цифрових інтегральних схем. На відміну від звичайних цифрових мікросхем, логіка роботи ПЛІС не визначається при виготовленні, а задається за допомогою програмування. Для цього використовуються програматори і налагоджувальні середовища, що дозволяють задати бажану структуру цифрового пристрою у вигляді принципової електричної схеми або програми на спеціальних мовах опису апаратури (*Verilog, VHDL, AHDL* та інші).

Бувають ПЛІС одноразового програмування та багаторазового.

В одноразових програмованих ПЛІС містяться спеціальні перемички. Розрізняють два основні підходи: перший, коли всі логічні елементи з'єднані між собою, а задача програмування зводиться до руйнування непотрібних зв'язків, другий підхід передбачає наявність з'єднань з високим опором, які при програмуванні пробиваються для створення провідного каналу в потрібних місцях.

Багаторазово програмовані ПЛІС —використовують ЛІЗМОП транзистори, які містять так звані плаваючі затвори.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Сергієнко А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко — СПб. : Питер, 2003. — 608 с. — ISBN 5-318-00666-3.
2. Методі найменших квадратів [Електронний ресурс] — Режим доступу: [https://uk.wikipedia.org/wiki/метод\\_найменших\\_квадратів](https://uk.wikipedia.org/wiki/метод_найменших_квадратів) — Назва з екрану.
3. Ануфриев И. Е. Основы работы в Curve Fitting Toolbox / И. Е. Ануфриев [Електронний ресурс] — Режим доступу: <http://matlab.exponenta.ru/curvefitting/index.php> — Назва з екрану.
4. Ануфриев И. Е. Вычисления и приближение данных в MATLAB / И. Е. Ануфриев — Режим доступу: <http://matlab.exponenta.ru/spline/book1/2.php#3> — Назва з екрану.
5. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г. И. Волович — М. : Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. — 528 с. — ISBN 5-94120-074-9.